

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 64-051838

(43)Date of publication of application : 28.02.1989

(51)Int.Cl.

H04L 1/04

H04B 7/12

H04L 27/00

(21)Application number : 62-208300

(71)Applicant : KOKUSAI DENSHIN DENWA CO LTD  
<KDD>

(22)Date of filing : 24.08.1987

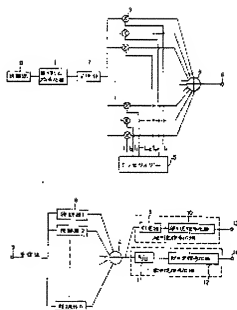
(72)Inventor : KOBAYASHI HIDEO  
WATANABE TATSUO  
OKAWA NORIHISA

(54) RADIO COMMUNICATION SYSTEM WITH PLURAL CARRIERS

(57)Abstract:

PURPOSE: To reduce the effect of interference noise by allowing a sender side to generate plural carriers having the same information and send them simultaneously and allowing a reception side to detect synchronizingly the plural signals and synthesize them.

CONSTITUTION: An output signal of a modulator 2 is converted into a signal having center frequencies  $f_1 \sim f_n$  by a synthesizer 5, summed by an adder 4 and the result is sent by a transmitter. In the receiver, n-wave of signals are demodulated by a demodulator 8 respectively and they are summed by the adder 4. In utilizing the hard discrimination decoding method for the decoding method of an error correction code, the signal is demodulated by a discriminator 9, decoded by a hard discrimination decoder 10 and outputted (13) and in utilizing the soft discrimination decoding method, the soft discrimination is applied by an A/D converter 11, decoded by the soft discrimination coder 12 and outputted (14). Thus, the effect of the interference noise given onto the other system is less and the plural carrier radio communication system immune to the interference noise from the other system is obtained.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the  
examiner's decision of rejection or application  
converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of  
rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

⑩ 日本国特許庁 (J P)

④ 特許出願公開

## ⑩ 公開特許公報 (A) 昭64-51838

① Int. Cl.<sup>4</sup> 組別記号 庁内登録番号 ④ 公開 昭和64年(1989)2月28日  
 H 04 L 1/04 7251-5K  
 H 04 B 7/12 7251-5K  
 H 04 L 27/00 Z-8226-5K 審査請求 未請求 発明の数 1 (全8頁)

## ③ 発明の名称 複数キャリア無線通信方式

⑥ 特 願 昭62-208300

⑦ 出 願 昭62(1987)8月24日

② 発 明 者 小 林 英 雄 東京都目黒区中目黒2丁目1番23号 国際電信電話株式会社研究所内  
 ② 発 明 者 渡 辺 鑑 雄 東京都目黒区中目黒2丁目1番23号 国際電信電話株式会社研究所内  
 ② 発 明 者 大 川 典 久 東京都目黒区中目黒2丁目1番23号 国際電信電話株式会社研究所内  
 ④ 出 願 人 国際電信電話株式会社 東京都新宿区西新宿2丁目3番2号  
 ④ 代 理 人 弁理士 山本 恵一

## 明 細 書

## 1. 発明の名称

複数キャリア無線通信方式

## 2. 特許請求の範囲

(1) 無線回線を用いた通信において、送信側で、同じ情報を有する複数波を複数波作成し、これら複数波を同時に送信し、受信側では、これら複数波の信号を同期検波し、合成することを特徴とする無線通信方式。

(2) 特許請求の範囲第1項記載の無線通信方式において、送信側で、同じ情報を有する複数の波の搬送波を作成する場合、これら搬送波周波数の間に所定の間隔を有することを特徴とする変調方式。

(3) 特許請求の範囲第1項記載の無線通信方式において、受信側で受信した複数波の信号波を同期検波し、すべての検波出力を合成することを特徴とする復調方式。

(4) 特許請求の範囲第1項記載の無線通信方式において、受信側で受信した複数波の信号波を同期検波し、同時に各受信信号の信号品質を測定し、

これら信号品質測定結果を元に合成波の信号品質が最良となるように受信信号波の中からいくつかの信号を選択し合成することを特徴とする復調方式。

## 3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明は、無線回線を用いた通信方式において、他システムへ与える干渉雑音の影響が小さく、しかも他システムから受ける干渉雑音に強い複数キャリア無線通信方式に関するものである。

(従来の技術)

近年、無線通信の需要により、無線通信に割り当てられている周波数帯域は非常に狭まっている。特に、固定無線通信で利用されている5/4.14/11 GHz帯では、地上マイクログ通信と同じ周波数帯を共用していることから混雑が激しい。このような周波数帯では、同一周波数帯で干渉雑音の影響が大きな問題となっている。

また、最近小基地局を用いた衛星通信方式の開発が進んでいる。この場合小基地局周のアンテナ

## 特開昭64-51838(2)

ナ値は非常に小さく、横断特性がゆるやかになり、また忠実なアイドロップ特性を演算することができな。従って送信局で微小地球局からの電圧に与える干渉雑音及び、受信微小地球局での他局からの干渉、地上マイクロからの干渉雑音への対策が非常に大きな問題となっている。

このような状況に対し、干渉雑音の影響を軽減できる通信方式としてスペクトラム拡散通信方式(SS)がある。この方式は、送信側で信号波をある符号系列を被り広い帯域に亘って拡散し、受信側では、送信側で拡散した同じ符号系列で相関を取り、送信側と同じ信号波の帯域に逆拡散する方式である。このような操作により、信号成分は元にもどるが、広い帯域に亘って拡散されている信号に追加された干渉波は、逆に受信側で逆拡散されることにより、広い帯域に亘って拡散される。これにより希望信号の帯域内に落ち込む干渉雑音は非常に小さくなる。

このSS方式は、信号が広い帯域に亘って拡散されていることから、単独帯域の電力(電力

密度)は非常に小さく、同一周波数帯の他システムに与える干渉量も非常に小さくすることができ。また、信号波を拡散する符号系列を何種類か持つことにより1つの拡散帯域内で選別的に符号系列の数だけ同時に異なる信号波を通信することができ。いわゆる符号分割多重(CDMA)通信が可能となる。このように、SS方式は干渉雑音の観点からは非常に優れた方式である。しかしながら、SS方式は、周波数利用効率が非常に悪いという欠点を持つ。例えらば、1つの拡散帯域内で複数の信号を同時に通信しようとした場合、1つの信号に対しては、他のすべての信号が干渉雑音として作用するからである。

一方、CDMA方式の他に多元変換方式としては、FDMA、TDMA方式等がある。これら方式は、CDMA方式と比べ非常に大きな周波数利用効率を達成することができる。しかしながら、これら方式は、干渉雑音に関しては拡散効果がないのでCDMA方式と比べ格段に劣っている。一方、FDMA、TDMA信号の電力密度は、SS信号と比べると非常に大きな値で

ある。従って、ローム半値幅の大きい小型地球局から、これら信号を通信することを考えると、他局システムに与える干渉雑音の影響は大きなものとなる。このように、FDMA、TDMA方式は周波数利用効率は優れているが、他システムに干渉雑音を与えやすいため、他システムからの干渉雑音に弱い特徴を持つ。

(発明が解決しようとする問題点)

前述したように、CDMA方式は干渉雑音に強いが、周波数利用効率は低い。FDMA、TDMA方式は、周波数利用効率は優れているが、干渉雑音に関しては劣っている。不発明が解決しようとする問題点は、周波数利用効率が比較的優れ、しかも、他システムに与える干渉雑音の影響が小さく、他システムからの干渉雑音に強い複数キャリア無線通信方式を提供することである。

(問題点を解決するための手段)

不発明は、SS方式の持つ干渉雑音及びFDMA、TDMA方式の持つ周波数利用効率の優れた点の2つの特性を利用した通信方式である。すなわち送信

側で送信したい信号波から、所じ情報データを持つ信号波を複数作成し、FDMA適用で送信する。受信側では、複数の信号波を同時に復調し、これら複数出力をすべて合成し、情報データを復調するか、あるいは、複数の信号波の中から、他システムからの干渉による被害の小さい信号波を選択し、これら選択された信号波を合成し、情報データを復調する。このような操作を行うことにより、送信側では等価的に送信エネルギーを広い帯域に亘り拡散しているためSSと同じ効果を実現できる。例えば送信側で同じ情報を有する複数波をn波作成した場合、1波当りの信号電力は元の1つの波で送信した場合の信号電力と比べ $\frac{1}{n}$ となる。従って、複数の信号波とすることにより1波当りの電力が小さくなり、信号の電力密度を、非常に小さくすることができ。これにより他システムに与える干渉雑音の影響を小さくすることが可能である。一方、他システムから受ける干渉雑音は、受信側でn波の信号波を合成する操作により、等価的に干渉雑音の影響を $\frac{1}{n}$ 倍にすることができる。

特開昭64-51838(3)

また、 $n$  波の信号波の中から干渉の影響をあまり受けていない信号波だけを選択し、合成することによっても、干渉雑音に対して大幅に改善することが可能である。

〈発明の構成と作用〉

以下図面を用いて本発明を詳細に説明する。

第1図(a)に帯域Wの中に中心周波数 $f_0$ を持つ信号波(図で真線)を1波送信した場合を示す。この時、信号帯域Wの中には信号波 $C_m$ に対して、同一周波数帯域内に1つの干渉波 $I_1$ 及び信号波 $C_m$ の帯域外に干渉波 $I_2$ が雑システムより到来して受けている。この時信号波 $C_m$ の持つ電力を $P_0$ とする。また、干渉波 $I_1$ の信号波 $C_m$ の帯域内における電力を $P_{I1}$ とする。第1図(a)のように状態での信号電力対干渉雑音電力比( $C/N$ )は( $P_0/P_{I1}$ )となる。一方、熱雑音の電力密度は、帯域W内で一定の値を持つ。熱雑音の電力密度を $N_0$ とする。この時信号電力対雑音電力比( $C/N$ )は、信号波の帯域幅を $B$ とすると( $P_0/BN_0$ )となる。従って、干渉雑音、熱雑音を考慮した総合の受信 $C/(N+I)$ は次式によって表わされる。

$$C/(N+I) = \frac{P_0}{(BN_0 + P_{I1})} \quad (1)$$

式(1)より、干渉波雑音を電力 $P_{I1}$ が信号電力 $P_0$ と等しい場合には、総合 $C/(N+I)$ は1以下となり受信信号品質は大幅に劣化する。

これに対し、本発明では、信号波 $C_m$ から同じ信号波を $n$ 波作成する。但し、作成された $n$ 波の信号波の伝送速度は、元の信号波と同じとし、情報データも同一とする。次に作成された $n$ 波を第1図(b)に示すように中心周波数 $f_0, f_2, f_3 \dots f_n$ を持つFDM運用で送信する。ここで、 $f_1, f_2, f_3 \dots f_n$ の並び方は任意である。しかしながら、受信信号波の1波当りの $C/N$ が非常に小さい場合には、搬送波再生が困難なことから同期検波で復調することも困難となる。このような場合には、送信側で、複数の搬送波の間に特定の関係を付与することにより、低い $C/N$ においても簡単に復調することが可能な方式(両日出願の「複数キャリア同期検波方式」)を用いることができる。

一方、受信側で干渉波の周波数位置があらかじめ

わかっている場合には、これら周波数帯帯を選択した周波数位置に設定した力が干渉雑音効果は大きい。第1図(b)は、周波数位置を任意に取ったために、 $n$ 波の信号波の内2波が干渉を受けていることを示す。

受信側では、(1) $n$ 波の信号を受信し、同期検波した後これらをすべて合成する手法、(2)それぞれの信号の信号品質を測定し、信号品質の測定結果を参照して合成後の $C/N$ が最大となるようにいくつかの信号を選択しこれを合成する手法がある。上記(1)、(2)の手法による合成後の総合 $C/(N+I)$ を、第1図(c)に示すような信号波と干渉波の関係の場合について求めてみる。第1図(b)では、干渉波は $f_1$ と $f_{n-1}$ の中心周波数を持つ信号波の帯域内にだけ存在するものとする。そこで、干渉波 $I_2$ の信号帯域内の電力を $P_{I2}$ とする。

第1図(b)の場合と比較するために第1図(c)で示す $n$ 波の信号波の電力の和は、1搬送波の場合の電力 $P_0$ と同じであるとする。すなわち、 $n$ 波の信号波は、それぞれ $\frac{P_0}{n}$ の大きさの電力を持つものと

する。これにより、第1図(a)、(b)共に、送信側からの送信電力は等しく、それぞれの総合 $C/(N+I)$ を比較することにより、本発明の効果を示すことができる。

(1)の手法

受信された各信号波の電圧値は、 $\sqrt{\frac{P_i}{n}}$ であり、 $n$ 波合成後の電圧値は、情報データがすべての信号波で同一であり、相関があることから、電圧和によって表わされる。

$$V_A = n \cdot \sqrt{\frac{P_0}{n}} \quad (2)$$

従って、式(2)より信号波の電力和は次式によって表わされる。

$$P_A = \left[ n \sqrt{\frac{P_0}{n}} \right]^2 = n P_0 \quad (3)$$

一方、各信号波の帯域内 $B$ の熱雑音は、互いに無相関であることから、 $n$ 波を合成した時の雑音電力和は、単なる電力和となり次式によって表わされる。

$$N_R = \left( \sqrt{N_0} \right)^2 m_B = m N_0 B \quad - (4)$$

干渉雑音に対しても同様に、 $I_1 \sim I_2$  は無相関と考えられることから、電力和で表わされ次式によって表わされる。

$$I = P_{I_1} + P_{I_2} \quad - (5)$$

従って、式(3)、(4)、(5)より合成後の総合  $C/(N+I)$  は次式によって表わされる。

$$C/(N+I) = \frac{n P_0}{n(N_0 B + \frac{1}{n}(P_{I_1} + P_{I_2}))} \quad - (6)$$

式(6)より、干渉雑音の影響は、 $\frac{1}{n}$  倍になっていることがわかる。

#### (2)の手法

本手法では、 $n$  波の信号品質を測定し、総合  $C/(N+I)$  が最大となるように、 $n$  波の信号波の中から、 $m$  波を選択して合成する。ここで信号品質の測定法としては、 $C/(N+I)$  を直接測定する手法（特願昭 61-198111 (81.8.26.)「信号品質測定方式」）、ビット誤り率から測定する手法等

$$\left. \begin{aligned} \beta_1 &= \alpha_1 \\ \beta_2 &= \alpha_2 \\ \beta_3 &= \alpha_3 \\ &\vdots \\ \beta_n &= \alpha_n \end{aligned} \right\} \quad - (8)$$

ここで式(8)は、受信信号品質の良い順に並んでいるので、この関係を使って、 $m$  波を選択する。 $n$  波の中から  $m$  波を選択して合成した時の信号電力は、式(2)と同様に

$$P_m = \left\{ -m \sqrt{\frac{P_0}{n}} \right\}^2 = \frac{m^2}{n} P_0 \quad - (9)$$

と求まる。

一方、乗算電力も、式(4)と同様に

$$N_m = \left( \sqrt{N_0} \right)^2 m_B = m N_0 B \quad - (10)$$

と求まる。

干渉雑音電力は、 $n$  波から  $m$  波を式(7)、(8)の関係を利用して選択した場合、

#### 特願昭 64-51338 (4)

が導出されており、これら手法により測定することが可能である。

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= C/(BN_0 + i_1) \\ \alpha_2 &= C/(BN_0 + i_2) \\ &\vdots \\ \alpha_n &= C/(BN_0 + i_n) \end{aligned} \right\} \quad - (7)$$

と測定された場合、これら関係を使い、判定器に入力される信号の総合  $C/N$  が最大となるように、以下のように  $m$  波を選択する。式(7)で  $C$  は信号電力であり  $\left( \frac{P_0}{n} \right)$  である。 $i_k$  は、 $k$  番目の信号の帯域内に落ち込んでいる干渉電力を示す。

式(7)において、 $\alpha_1 \sim \alpha_n$  を大きい順に並べる。この時の順序を大きい順に  $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n$  とする。例えば、式(7)で  $\alpha_2$  が最も大きく、次に  $\alpha_3$ 、次に  $\alpha_1$  が大きく、最も小さいのが  $\alpha_4$  とすると  $\beta$  と  $\alpha$  は次式の関係が成立する。

$$I_m = \sum_{k=1}^m \left( \frac{P_0}{n \beta_k} - BN_0 \right) \quad - (11)$$

と求まる。

従って、式(9)、(10)、(11)より、 $m$  波合成の時の  $C/(N+I)_m$  は次式によって求まる。

$$\begin{aligned} C/(N+I)_m &= \frac{P_m}{I_m + N_m} \\ &= \frac{\frac{m^2}{n} \frac{1}{\beta_k}}{\sum_{k=1}^m \left( \frac{P_0}{n \beta_k} - BN_0 \right) + m N_0 B} \quad - (12) \end{aligned}$$

ここで、次式の操作により、 $C/(N+I)_m$  が最大となる時の  $m$  の値を決定することができる。

$$m = \max_{1 \leq m \leq n} [C/(N+I)_m] \quad - (13)$$

第 1 図例の場合には、前述したように、遅延数  $f_2$  と  $f_{n-1}$  の信号波だけに干渉雑音が存在していることから、 $\alpha_2, \alpha_{n-1}$  が他の信号波と比べ信号品質が悪いことになる。これらの関係を使い、式(8)、(9)より選択する信号波及びその数を決定することができる。また、その時の総合  $C/(N+I)$  は式(12)によって求めることができる。

## 特開昭64-51838(5)

ここで、手法(1)、(2)について、実際のパラメータを入れてそれぞれを比較してみる。

$$\left. \begin{aligned} (P_0/N_0B) &= 10\text{ dB} \\ (P_0/P_{12}) &= 5\text{ dB} \\ (P_0/P_{12}) &= 5\text{ dB} \\ n &= 10 \end{aligned} \right\} - 0\text{ dB}$$

とした場合、1 搬送波の場合、及び本発明の手法(1)、(2)による場合 C/(N+1)はそれぞれ、3.8 dB, 2.8 dB, 9.4 dB とする。手法(1)、(2)については、 $(P_0/N_0B)$ 及び $(P_0/P_{12})$ 、 $(P_0/P_{12})$ の値により、改善度は異なる。しかしながら、本発明によらない 1 搬送波の場合と比べると、手法(1)、(2)は、干渉雑音の影響を大幅に改善することが可能である。

一方、送受信側で情報が入り訂正符号化されている場合、受信側で誤り訂正の復号を復元判定で行う場合には、通常の復号手法を使うことにより復号を行うことができる。また、軟判定復号を行う場合、手法(1)については従来手法と同様に行うことができる。手法(2)については、選択された信号波

により、中心周波数  $f_c$ 、 $f_c - f_m$  を持つ信号に復調される。ここで得られた  $n$  波の信号は 4 の和算器により合成され送信される。

第 3 図(a)に示す受信機構成は、復調手法(1)による実施例を示す。

図中 7 には、 $n$  波の信号が受信され、それぞれ 8 の復調器 12 より復調される。復調された  $n$  波のベースバンド信号は、4 の和算器により合成され、誤り訂正符号の復号法に復調復号法を利用する場合には、9 の判定器で 1.0 に復調され、1、0 のデジタル情報値が 10 の復調復号器で復号化され、復号データが 13 に出力される。一方、復号法に軟判定復号法が利用される場合には、4 の和算器出力の合成信号は、11 の A/D 変換器により軟判定され、これら軟判定信号が 12 の軟判定復号器に入力され復号され 14 に出力される。

第 3 図(b)は、復調手法(2)を用いた時の受信機構成を示す。7 にかける  $n$  波の受信波は、15 の復調器で復調され、ベースバンド信号となる。ここで 15 の復調器では、信号品質を同時に測定してお

けられて、合成信号レベルを制御する必要がある。これは、軟判定復号器へ入力される信号レベルは、常に一定である必要がある。ところが、手法(2)による場合、選択された波数に応じて信号レベルが異なる。従って、軟判定復号器へ入力される信号波のレベルを、選択された波数に応じて、次のように制御すれば良い。

$$S_{out} = \frac{1}{m} S_{in} \quad - 0\text{ dB}$$

但し、 $S_{in}$  は復調器出力の信号レベルであり、 $m$  は選択された波数であり、 $S_{out}$  は、軟判定復号器へ入力されるレベルを示す。

(実施例)

第 2 図及び第 3 図に本発明による無線通信方式の送信機、受信機の実施例を示す。第 3 図(a)、(b)は、それぞれ本発明の復調手法(1)、(2)による受信機の構成例を示す。

第 2 図において、9 は情報源であり、1 は誤り訂正符号化器、2 は変調器である。

2 の変調器の出力信号は、5 のシンセサイザ

り、各信号の信号品質は、16 の制御部に入力され、式(1)の計算を行い、 $n$  波の中から  $m$  波を選択する情報値を 17 の選択器 18 に送る。17 の選択器の出力である  $n$  波のベースバンド信号は、4 の和算器により合成される。ここで、誤り訂正符号化法に軟判定復号法を利用する場合には、これら合成信号は、9 の判定器に入力され 1.0 に復調され、これらのデジタル情報値は、10 の復調復号器に入力され情報データに復号され、13 に出力される。一方、誤り訂正復号法に軟判定復号法を利用する場合には、4 の和算器の出力は、11 の A/D 変換器により軟判定され、11 の出力は、18 の回路により、信号レベルを一定化する。18 の回路の出力は、12 の軟判定復号器に入力され復号され、20 に出力される。

4. 図面の簡単な説明

第 1 図は、従来方式と本発明による方式の無線回路における信号波及び干渉波の周波数位置関係を示す。第 2 図は、本発明の送信機の実施例を示す。第 3 図(a)及び(b)は、本発明による受信機の

特開昭64-51838(公)

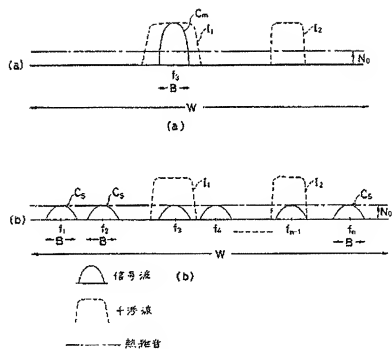
一実施例を示す。

特許出願人

国際電信電話株式会社

特許出願代理人

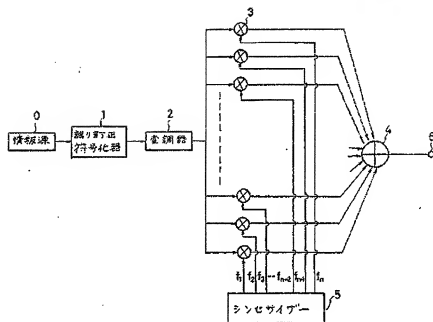
弁理士 山本 豊 一



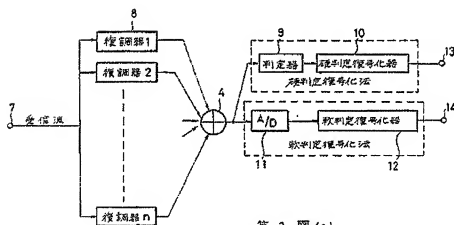
第 1 図



特開昭64-51838(7)

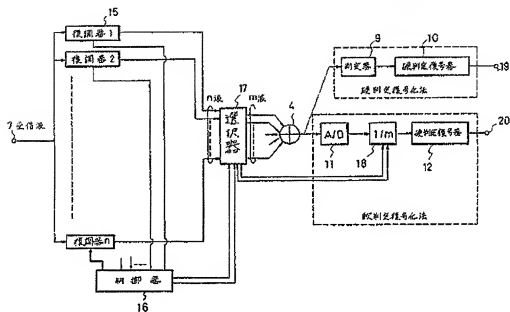


第 2 図



第 3 図 (a)

特開昭64-51838(8)

第 3 图  
(b)